



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 0914888 A

(43) Date of publication of application: 06 . 06 . 97

(51) Int. Cl

H03J 3/18
H03B 5/18

(21) Application number: 07301614

(71) Applicant: ALPS ELECTRIC CO LTD

(22) Date of filing: 20 . 11 . 95

(72) Inventor: NAKANO KAZUHIRO

(54) VOLTAGE CONTROL VARIABLE TUNING CIRCUIT

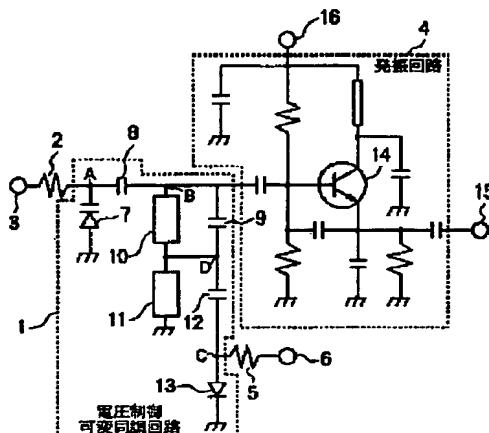
frequency variable width of the high-pass side frequency band.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a tuning circuit whose frequency differences are roughly equalized regardless of a selection frequency at the time of switching an oscillation frequency band without using any correction circuit and switching circuit complicated in constitution for the generation of tuning control voltage.

SOLUTION: This tuning circuit is composed of serially connected inductors 10 and 11, the voltage control variable capacitive element 7 connected with the inductors 10 and 11 in parallel, the switch element 13 connected with the inductor 11 in parallel and the capacitive element 9 connected with the inductor 10 in parallel. The resonance frequency of the resonance circuit of the inductor 10 and the capacitive element 9 is set higher than the resonance frequency of the tuning circuit 1. The frequency variable ratio of the tuning circuit 1 is large when the switch element 13 is turned off and the tuning circuit 1 is switched to a low-pass side frequency band and is small when the switch element 13 is turned on and the tuning circuit is switched to a high-pass side frequency band. By the proper selection of the capacitance of the capacitive element 9, the frequency variable width of the low-pass side frequency band can be roughly equalized to the



(51)Int.Cl.⁶
H 03 J 3/18
H 03 B 5/18

識別記号 廣内整理番号

F I
H 03 J 3/18
H 03 B 5/18

技術表示箇所
C

審査請求 未請求 請求項の数2 OL (全7頁)

(21)出願番号 特願平7-301614
(22)出願日 平成7年(1995)11月20日

(71)出願人 000010098
アルプス電気株式会社
東京都大田区雪谷大塚町1番7号
(72)発明者 中野一博
東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社内
(74)代理人 弁理士 武 謙次郎 (外2名)

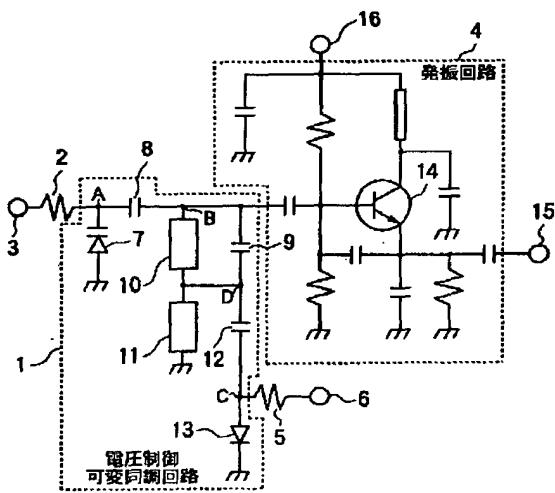
(54)【発明の名称】 電圧制御可変同調回路

(57)【要約】

【課題】 同調制御電圧の発生に複雑な構成の補正回路や切換回路を用いずに、発振周波数帯域の切替時に、選択周波数に関係なく周波数差を略等しくした電圧制御可変同調回路1を提供する。

【解決手段】 直列接続されたインダクタ10、11と、インダクタ10、11に並列接続された電圧制御可変容量素子7と、インダクタ11に並列接続されたスイッチ素子13と、インダクタ10に並列接続された容量素子9により同調回路が構成され、インダクタ10と容量素子9の共振回路の共振周波数が同調回路1の共振周波数より高く設定される。同調回路1の周波数可変比は、スイッチ素子13をオフにして同調回路1を低域側周波数帯域に切替えた場合に大きく、スイッチ素子13をオンにして高域側周波数帯域に切替えた場合に小さく、容量素子9のキャパシタンスの適宜選択により、低域側周波数帯域の周波数可変幅を高域側周波数帯域の周波数可変幅に略等しくできる。

【図 1】



【特許請求の範囲】

【請求項1】直列接続された第1及び第2のインダクタと、前記第1及び第2のインダクタに並列接続された電圧制御可変容量素子と、前記第2のインダクタに並列接続された帯域切替用スイッチ素子と、前記第1のインダクタに並列接続された第1の容量素子とにより同調回路が構成され、前記第1のインダクタと前記第1の容量素子とからなる共振回路の共振周波数が前記同調回路の共振周波数より高くなるように設定されていることを特徴とする電圧制御可変同調回路。

【請求項2】前記第1及び第2のインダクタはマイクロストリップ線路であり、前記電圧制御可変容量素子は可変容量ダイオードであり、前記帯域切替用スイッチ素子はスイッチングダイオードであることを特徴とする請求項1に記載の電圧制御可変同調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電圧制御可変同調回路に係わり、特に、同調回路をスイッチ素子で切換えて2つの周波数帯域で用い、同調制御電圧を一定の可変範囲で変化させたとき、2つの周波数帯域の同調周波数差が一定になるようにした電圧制御可変同調回路に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に、少なくともそれぞれ1つのインダクタ及びキャパシタを有する電圧制御可変同調回路において、使用周波数帯域を切替える場合は、スイッチ素子を用いてインダクタのインダクタンス値Lを段階的に変化させ、それぞれの周波数帯域で同調（共振）周波数を選択する場合は、同調制御電圧によって電圧制御可変容量素子のキャパシタンス値Cを変化させるようしている。

【0003】図4は、既知の電圧制御可変同調回路の一例を示す回路構成図であって、発振回路に接続され、発振器を構成している例を示すものである。

【0004】図4に示されるように、電圧制御可変同調回路31は、接続点Aと接続点Bと接続点Cと接続点Dとを有し、この内、接続点Aは第1のバッファ抵抗32を介して同調制御電圧供給端子33に接続され、接続点Bは発振回路34に接続され、接続点Cは第2のバッファ抵抗35を介して周波数帯域切替電圧供給端子36に接続される。この場合、電圧制御可変同調回路31は、接続点Aと基準電位点（接地点）との間に接続された可変容量ダイオード37と、接続点Aと接続点Bとの間に接続された直列コンデンサ38と、接続点Bと基準電位点との間に接続された第1のコンデンサ39と、接続点Bと接続点Dとの間に接続された第1のインダクタ、例えば、第1のマイクロストリップ線路40と、接続点Dと基準電位点との間に接続された第2のインダクタ、例えば、第2のマイクロストリップ線路41と、接続点C

10

と接続点Dとの間に接続された直流阻止用の第2のコンデンサ42と、接続点Cと基準電位点との間に接続された帯域切替用スイッチングダイオード43とを備える。また、発振回路34は、発振用トランジスタ44を備え、発振信号出力端子45と電源端子46に接続される。

【0005】また、図5は、電圧制御可変同調回路31の構成部分のみを抽出して示す回路図であって、(a)は全体の回路構成図、(b)は低域側周波数帯域に切替えたときの等価回路図、(c)は高域側周波数帯域に切替えたときの等価回路図である。

【0006】ここで、図5(a)乃至(c)を用い、前記構成に係わる電圧制御可変同調回路31の動作について説明する。

【0007】始めに、周波数帯域切替電圧供給端子36に負の直流電圧を加えた場合、スイッチングダイオード43がオフになり、電圧制御可変同調回路31が低域側周波数帯域に切替えられる。このとき、電圧制御可変同調回路31は、図5(a)に示される状態から図5

20

(b)に示される状態に変化し、接続点Bと基準電位点との間に、可変容量ダイオード37及び直列コンデンサ38の直列接続回路からなる等価可変容量回路47と、第1及び第2のインダクタ40、41の直列接続回路と、第1のコンデンサ39とが並列接続される。

【0008】可変容量ダイオード37は、同調制御電圧供給端子33に供給される同調制御電圧によってそのキャパシタンスが変化し、等価可変容量回路47の等価キャパシタンスが変化し、電圧制御可変同調回路31の共振周波数を設定する。ここで、同調制御電圧を変化させたときの電圧制御可変同調回路31の容量可変比、即ち、周波数可変比は、等価可変容量回路47の等価キャパシタンスと第1のコンデンサ39のキャパシタンスによって決まる。

30

【0009】次いで、周波数帯域切替電圧供給端子36に正の直流電圧を加えた場合、スイッチングダイオード43がオンになり、電圧制御可変同調回路31が高域側周波数帯域に切替えられる。このとき、電圧制御可変同調回路31は、接続点Dと基準電位点とが第2のコンデンサ42とスイッチングダイオード43によって高周波的に短絡され、図5(b)に示される状態から図5

40

(c)に示される状態に変化し、接続点Bと基準電位点との間に、可変容量ダイオード37及び直列コンデンサ38の直列接続回路からなる等価可変容量回路47と、第1のインダクタ40と、第1のコンデンサ39とが並列接続される。

【0010】可変容量ダイオード37は、同調制御電圧供給端子33に供給される同調制御電圧の印加によってそのキャパシタンスが変化し、等価可変容量回路47の等価キャパシタンスが変化し、電圧制御可変同調回路31の同調周波数を設定する。この場合も、同調制御電圧

を変化させたときの電圧制御可変同調回路31の容量可変比、即ち、周波数可変比は、等価可変容量回路47の等価キャパシタンスと第1のコンデンサ39のキャパシタンスによって決まる。

【0011】ところで、コードレス電話機においては、受信側の局部発振器と送信側の搬送波発振器を1つの発振器で共用する場合がある。例えば、DEC方式のコードレス電話機においては、送信時に、共用の発振器を搬送波発振器として働かせ、1881.8MHz (FTmin) から1897.3MHz (FTmax) の範囲

(高域側周波数帯域) にある一つの搬送波周波数を発振させて通話チャネルを設定し、一方、受信時に、共用の発振器を局部発振器として働かせ、搬送波周波数よりも112.3MHzだけ低い、1769.5MHz (FRmin) から1785.0MHz (FTmax) の範囲

(低域側周波数帯域) にある一つの局部発振周波数を発振させて受信信号周波数変換している。そして、このような共用の発振器は、同調回路に前述のような電圧制御可変同調回路31を用いており、送信及び受信の切替に対応して共用の発振器の発振周波数帯域を高域側または低域側に切替え、それぞれの周波数帯域において、所望の発振周波数に対応したチャネルが選択される。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】前記DEC方式のコードレス電話機に用いられる共用の発振器は、同調回路のインダクタのインダクタンス値Lを段階的に変化させて発振周波数帯域を切替えた場合に、それぞれの周波数帯域内の周波数可変比が一定 (FRmax/FRmin = FTmax/FTmin) であるため、それぞれの発振周波数帯域内の周波数可変幅 (FRmax - FRmin、または、FTmax - FTmin) は異なり、周波数帯域の周波数の高低に比例して変化する。

【0013】即ち、共用の発振器の発振周波数帯域を高域側 (送信時) から低域側 (受信時) に切替える場合、最低周波数に対応したチャネルにおいて発振周波数帯域の切替を行い、送信時の周波数の1881.8MHz (FTmin) から112.3MHzだけ低い受信時の周波数の1769.5MHz (FRmin) に設定すると、最高周波数に対応したチャネルにおいては、本来、送信時の周波数の1897.3MHz (FTmax) から受信時の周波数の1785.0MHz (FRmax) に変化しなければならないところ、1784.1MHz [1769.5MHz (FRmin) × {1897.3MHz (FTmax) / 1881.8 (FTmin)}] に変化してしまい、このときの送信時と受信時の周波数差は112.3MHzでなくなり、113.2MHz (1897.3MHz - 1784.1MHz) に拡大する。

【0014】このように、共用の発振器の発振周波数帯域を高域側 (送信時) から低域側 (受信時) に切替える

場合、双方の発振周波数帯域における同調制御電圧の可変範囲が一致していると、選択チャネルに対応した周波数に応じて、送信時と受信時の周波数差が異なってしまう。

【0015】もっとも、共用の発振器の発振周波数帯域を高域側 (送信時) から低域側 (受信時) に切替える場合、選択チャネルに対応した周波数に関係なく、送信時と受信時の周波数差をなくすためには、送信と受信の切替時に、併せて同調制御電圧を変化させればよい。

10 【0016】しかるに、前記構成を有する電圧制御可変同調回路は、同調制御電圧発生回路に、複雑な構成の補正回路や切換回路が必要になるという問題がある。

【0017】とりわけ、前記DEC方式に限らず、時分割双方向 (TDD) 通信方式のコードレス電話機は、数ミリ秒毎に送信と受信とが繰り返されるものであり、このような動作を行うコードレス電話機に、前記構成を有する既知の電圧制御可変同調回路を用いたとき、当然に、同調制御電圧を数ミリ秒という短時間毎に切替る必要がある。ところが、前記構成を有する既知の電圧制御可変同調回路は、複雑な構成の補正回路を用いていることから、同調制御電圧を短時間毎に高精度で切替えることが技術的に難しいという問題がある。

20 【0018】本発明は、これらの問題点を解決するもので、その目的は、同調制御電圧の発生に複雑な構成の補正回路を用いずに、発振周波数帯域の切替時に、選択周波数に関係なく周波数差を略等しくする電圧制御可変同調回路を提供することにある。

【0019】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため30に、本発明は、直列接続された第1及び第2のインダクタと、前記第1及び第2のインダクタに並列接続された電圧制御可変容量素子と、前記第2のインダクタに並列接続された帯域切替用スイッチ素子と、前記第1のインダクタに並列接続された第1の容量素子とにより同調回路が構成され、前記第1のインダクタと前記第1の容量素子とからなる共振回路の共振周波数が前記同調回路の共振周波数より高くなるように設定されている手段を備える。

40 【0020】前記手段において、電圧制御可変同調回路を低域側周波数帯域に切替えるために帯域切替用スイッチ素子をオフにしたとき、第1の容量素子は、第1のインダクタの等価インダクタンスを変えるだけで、電圧制御可変同調回路のキャパシタンスとして寄与しないため、電圧制御可変同調回路のキャパシタンスの可変比は、電圧制御可変容量素子のキャパシタンスの可変比 (CVmax/CVmin) に等しい。なお、ここで、CVmax、CVminは、それぞれ、最大、最小の同調制御電圧が印加されたときの電圧制御可変容量素子のキャパシタンスである。

【0021】これに対し、電圧制御可変同調回路を高域

側周波数帯域に切替えるために帯域切替用スイッチ素子をオンにしたとき、第1の容量素子は、電圧制御可変容量素子に並列接続されるので、電圧制御可変容量素子のキャパシタンスに第1の容量素子のキャパシタンス値Cが加わって、電圧制御可変同調回路のキャパシタンスの可変比は、 $\{ (C_{\text{Vmax}} + C) / (C_{\text{Vmin}} + C) \}$ になり、第1の容量素子が接続されない場合の可変比 ($C_{\text{Vmax}} / C_{\text{Vmin}}$) に比べて小さくなる。

【0022】このように、電圧制御可変容量素子に第1の容量素子を並列接続した場合と並列接続しない場合は、同じ同調制御電圧の変化に対応した周波数変化量が異なるので、第1の容量素子のキャパシタンス値Cを適宜選択すれば、同調回路を低域側周波数帯域または高域側周波数帯域に切替えた場合に、選択周波数に関係なく、双方の帯域の周波数差を略等しくすることができます。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を用いて詳細に説明する。

【0024】図1は、本発明に係わる電圧制御可変同調回路の実施の形態の一つを示す回路構成図であって、発振回路に接続されて発振器を構成している例を示すものである。

【0025】図1に示されるように、電圧制御可変同調回路1は、接続点Aと接続点Bと接続点Cと接続点Dとを有しており、この内、接続点Aは第1のバッファ抵抗2を介して同調制御電圧供給端子3に接続され、接続点Bは発振回路4に接続され、接続点Cは第2のバッファ抵抗5を介して周波数帯域切替電圧供給端子6に接続されている。また、電圧制御可変同調回路1は、接続点Aと基準電位点(接地点)との間に接続された可変容量ダイオード(電圧制御可変容量素子)7と、接続点Aと接続点Bとの間に接続された直列コンデンサ8と、接続点Bと接続点Dとの間に並列接続された第1のコンデンサ(第1の容量素子)9及び第1のマイクロストリップ線路(第1のインダクタ)10と、接続点Dと基準電位点との間に接続された第2のマイクロストリップ線路(第2のインダクタ)11と、接続点Cと接続点Dとの間に接続された直流阻止用の第2のコンデンサ12と、接続点Cと基準電位点との間に接続されたスイッチングダイオード(帯域切替用スイッチ素子)13とを備えている。発振回路4は、トランジスタ14を備え、発振信号出力端子15と電源端子16に接続されている。この場合、電圧制御可変同調回路1側の第1のコンデンサ9と第1のマイクロストリップ線路10との並列接続回路は、共振周波数が電圧制御可変同調回路1の共振周波数よりも高くなるように、第1のコンデンサ9のキャパシタンス値及び第1のマイクロストリップ線路10のインダクタンス値が設定されている。

【0026】また、図2は、電圧制御可変同調回路1の

構成部分のみを抽出して示した回路図であり、(a)は全体の回路構成図、(b)は低域側周波数帯域に切替えたときの等価回路図、(c)は高域側周波数帯域に切替えたときの等価回路図である。

【0027】図2(a)乃至(c)を用い、前記構成に係わる電圧制御可変同調回路1の動作について説明する。

【0028】まず、周波数帯域切替電圧供給端子6に負の直流電圧を加えた場合、スイッチングダイオード13

10 がオフになり、電圧制御可変同調回路1が低域側周波数帯域に切替えられる。このとき、第1のコンデンサ9と第1のマイクロストリップ線路10とからなる並列接続回路は、前述のような共振周波数の設定が行われているので、全体として等価インダクタ17として機能する。電圧制御可変同調回路1は、図2(a)に示される状態から図2(b)に示される状態に変化し、接続点Bと基準電位点との間に、可変容量ダイオード7及び直列コンデンサ8の直列接続回路からなる等価可変容量回路18と、等価インダクタ17及び第2のマイクロストリップ線路11の直列接続回路が並列接続される。そして、同調制御電圧供給端子3に供給される同調制御電圧によって可変容量ダイオード7のキャパシタンスが変化し、それにより等価可変容量回路18の等価キャパシタンスが変化して、電圧制御可変同調回路1の同調周波数が設定される。この場合、同調制御電圧を変化させたときの電圧制御可変同調回路1の容量可変比、即ち、周波数可変比は、等価可変容量回路18の等価キャパシタンスだけで決まる。

【0029】次に、周波数帯域切替電圧供給端子6に正の直流電圧を加えた場合、スイッチングダイオード13がオンになり、電圧制御可変同調回路1が高域側周波数帯域に切替えられる。このとき、電圧制御可変同調回路1は、接続点Dと基準電位点とが第2のコンデンサ12とスイッチングダイオード13によって高周波的に短絡され、図2(b)に示される状態から図2(c)に示される状態に変化し、接続点Bと基準電位点との間に、等価可変容量回路18と、第1のマイクロストリップ線路10と、第1のコンデンサ9とが並列接続される。そして、同調制御電圧供給端子3に供給される同調制御電圧によって可変容量ダイオード7のキャパシタンスが変化し、それにより等価可変容量回路18の等価キャパシタンスが変化して、電圧制御可変同調回路1の同調周波数が設定される。この場合、同調制御電圧を変化させたときの電圧制御可変同調回路1の容量可変比、即ち、周波数可変比は、等価可変容量回路18の等価キャパシタンスと第1のコンデンサ9のキャパシタンスによって決まる。

【0030】このように、本実施の形態による電圧制御可変同調回路1によれば、その周波数可変比は、低域側周波数帯域に切替えた場合に大きく、高域側周波数帯域

に切替えた場合に小さくなるので、第1のコンデンサ9のキャパシタンス値を適宜選択することにより、低域側周波数帯域における周波数可変幅を高域側周波数帯域における周波数可変幅に略等しくすることができる。このため、低域側周波数帯域及び高域側周波数帯域の双方に共通の同調制御電圧を用いることができ、同調制御電圧の発生のために、既知の電圧制御可変同調回路で用いていた複雑な構成の補正回路を必要としない。

【0031】なお、前記実施の形態においては、第1のインダクタ、第2のインダクタに、それぞれ、マイクロストリップ線路10、11を用いた例を挙げて説明したが、本発明の電圧制御可変同調回路1は、マイクロストリップ線路を用いたものに限らず、通常の高周波インダクタ等を用いることができる。

【0032】統いて、図3は、本実施の形態による電圧制御可変同調回路1を前述のコードレス電話機の共用の発振器に用いた際の種々の動作特性を示す特性図であつて、図4に図示された既知の電圧制御可変同調回路31と同じコードレス電話機の共用の発振器に用いた際の種々の動作特性と比較して示したものである。

【0033】この場合、電圧制御可変同調回路1においては、直列コンデンサ8のキャパシタンスが3pF、第1のコンデンサ9のキャパシタンスが2pF、可変容量ダイオード7のキャパシタンスの可変範囲が1.5乃至9.9pF、第1のマイクロストリップ線路10のインダクタンスが1.61nH、第2のマイクロストリップ線路11のインダクタンスが0.21nHである。また、電圧制御可変同調回路31においては、直列コンデンサ38のキャパシタンスが3pF、第1のコンデンサ39のキャパシタンスが2pF、可変容量ダイオード37のキャパシタンスの可変範囲が1.5乃至9.9pF、第1のマイクロストリップ線路40のインダクタンスが1.61nH、第2のマイクロストリップ線路41のインダクタンスが0.28nHであり、双方の電圧制御可変同調回路1、31に供給される同調制御電圧の可変範囲を0.5(最低発振周波数)乃至2.5(最高発振周波数)Vに選んでいる。

【0034】図3に示されるように、既知の電圧制御可変同調回路31を用いた場合は、周波数可変幅が、低域側発振周波数帯域で40.43MHz、高域側発振周波数帯域で42.99MHzというように、約2.5MHz程度の違いがあるのに対し、本実施の形態による電圧制御可変同調回路1を用いた場合は、同じ周波数可変幅が、低域側発振周波数帯域で42.90MHz、高域側発振周波数帯域で42.99MHzというように、極めて近接した値になっていることが判る。

* 【0035】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明による電圧制御可変同調回路1によれば、低域側周波数帯域に切替えた場合に周波数可変比が大きく、高域側周波数帯域に切替えた場合に周波数可変比が小さくなるので、第1のコンデンサ9のキャパシタンス値を適宜選択することにより、低域側周波数帯域における周波数可変幅を高域側周波数帯域における周波数可変幅に略等しくできるという効果がある。

10 【0036】また、本発明による電圧制御可変同調回路1によれば、低域側周波数帯域及び高域側周波数帯域の双方に共通の同調制御電圧を用いることができ、同調制御電圧の発生のために、既知の電圧制御可変同調回路で用いていた複雑な構成の補正回路を必要としないという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係わる電圧制御可変同調回路の実施の形態の一つを示す回路構成図である。

【図2】図1に図示された電圧制御可変同調回路の構成20部分のみを抽出して示した回路図及び等価回路図である。

【図3】電圧制御可変同調回路をコードレス電話機の共用の発振器に用いた際の種々の動作特性を示す特性図である。

【図4】既知の電圧制御可変同調回路の一例を示す回路構成図である。

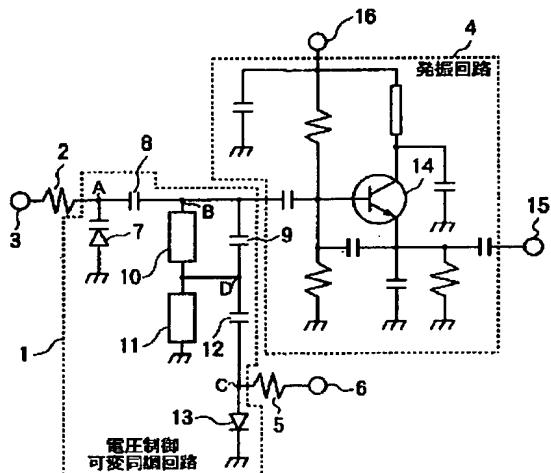
【図5】図4に図示された電圧制御可変同調回路の構成部分のみを抽出して示した回路図及び等価回路図である。

30 【符号の説明】

- 1 電圧制御可変同調回路
- 3 同調制御電圧供給端子
- 4 発振回路
- 6 周波数帯域切替電圧供給端子
- 7 可変容量ダイオード(電圧制御可変容量素子)
- 8 直列コンデンサ
- 9 第1のコンデンサ(第1の容量素子)
- 10 第1のマイクロストリップ線路(第1のインダクタ)
- 11 第2のマイクロストリップ線路(第2のインダクタ)
- 13 スイッチングダイオード(帯域切替用スイッチ素子)
- 17 等価インダクタ
- 18 等価可変容量回路

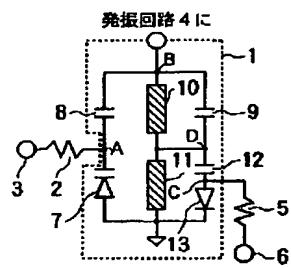
【図 1】

【図 1】

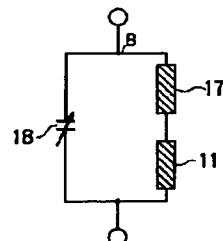


【図 2】

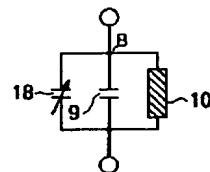
(a)



(b)



(c)



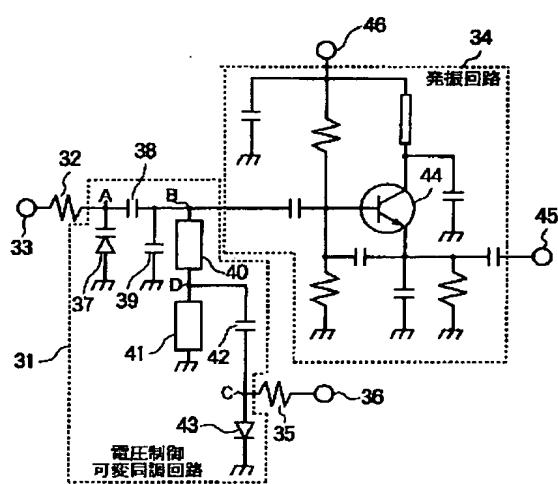
【図 3】

【図 3】

	発振周波数帯域	図	発振周波数 (MHz)		周波数可変幅 (MHz)	感度 (MHz/V)
			最低	最高		
本発明のもの	低域側 (受信時)	図2(b)	1755.52	1798.42	42.90	21.450
	高域側 (送信時)	図2(c)	1869.36	1912.35	42.99	21.495
既知のもの	低域側 (受信時)	図5(b)	1758.61	1799.04	40.43	20.215
	高域側 (送信時)	図5(c)	1869.36	1912.35	42.99	21.495

【図4】

【図4】



【図5】

【図5】

